



Stabilized power converter having quantized duty cycle

Veröffentlichungsnr. (Sek.) EP0735656
Veröffentlichungsdatum : 1996-10-02
Erfinder : LENK RONALD (US); CANTER STANLEY (US)
Anmelder : LORAL SPACE SYSTEMS INC (US)
Veröffentlichungsnummer : ☐ EP0735656, A3, B1
Aktenzeichen:
(EPIDOS-INPADOC-normiert) EP19960302185 19960328
Prioritätsaktenzeichen:
(EPIDOS-INPADOC-normiert) US19950414527 19950331
Klassifikationssymbol (IPC) : H02M3/157
Klassifikationssymbol (EC) : H02M3/157, H02M3/158S
Korrespondierende
Patentschriften ☐ FI955566, HK1010431, ☐ JP8294271, ☐ US5594324
Cited patent(s): US4988942; US5272614; US5258904

Bibliographische Daten

A multi-slice power converter (10) employs a digital circuit (22) to generate phase-delayed pulse width modulated (PWM) signals, which results in the duty cycle of the PWM signals having only a certain number of possible values. The quantization of the duty cycle is shown to result in two types of instabilities which are unique to power converters having a digital control loop, in addition to the conventional analog-type of instabilities. This invention provides novel methods and apparatus for stabilizing the digital control loop of the power converter through the use of a periodic dither signal having a frequency that is less than the PWM frequency and greater than a bandwidth frequency of the converter. The dither signal functions to effectively increase the number of possible duty cycles by a factor given by the ratio of the dither frequency to the bandwidth frequency.  

Daten aus der esp@cenet Datenbank - - I2

①9 BUNDESPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

⑫ Übersetzung der
europäischen Patentschrift

⑨7 EP 0 735 656 B 1

⑩ DE 696 16 126 T 2

⑤ Int. Cl. 7:
H 02 M 3/15
4

- ②1 Deutsches Aktenzeichen: 696 16 126.5
⑨6 Europäisches Aktenzeichen: 96 302 185.2
⑨6 Europäischer Anmeldetag: 28. 3. 1996
⑨7 Erstveröffentlichung durch das EPA: 2. 10. 1996
⑨7 Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: 24. 10. 2001
④7 Veröffentlichungstag im Patentblatt: 4. 7. 2002

③0 Unionspriorität:

414527

31. 03. 1995 US

⑦3 Patentinhaber:

Space Systems / Loral Inc., Palo Alto, Calif., US

⑦4 Vertreter:

Hansmann & Vogeser, 65929 Frankfurt

⑧4 Benannte Vertragsstaaten:

BE, DE, FR, GB, IT, NL, SE

⑦2 Erfinder:

Canter, Stanley, Phoenix, Arizona 85020, US; Lenk
Ronald, Sunnyvale, California 94086, US

⑤4 Stabilisierter Leistungsumrichter mit quantisiertem Tastverhältnis

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

DE 696 16 126 T 2

Stabilisierter Leistungsumformer mit quantisiertem Arbeitszyklus

8 Diese Erfindung bezieht sich generell auf Leistungsumformer, und im besonderen auf Gleichstrom-Leistungsumformer, die einen digitalen Regelkreis haben, der einen quantisierten Arbeitszyklus erzeugt.

12 Der Betrieb eines Gleichstrom-Umformers, der einen explizit digitales Steuersystem hat, bereitet eine Anzahl von
14 Problemen, die bei konventionellen Leistungsumformern, die einen analogen Regelkreis haben, nicht auftreten. Obwohl
16 es bekannt ist, daß die Verwendung eines inneren Stromregelkreises für eine Leistungsversorgung einem Abtastsystem mit Verzögerung äquivalent ist, mit einer resultierenden
18 unbegrenzten Zahl von Nullen, haben diese Effekte nur Bedeutung bei Frequenzen, die ungefähr gleich der Hälfte der
20 Schaltfrequenz sind, das heißt bei Frequenzen, die wesentlich über der Bandbreite liegen. Die Quantisierung der
22 Umformer-Pulsbreite ist andererseits wichtig bei allen Frequenzen und kann daher nicht korrekt mit einer analogen
24 Näherung modelliert werden.

26 Pulsbreitenquantisierung führt zu einem unkonventionellen Umformerverhalten. Wenn beispielsweise eine Störung in den
28 analogen Teil eines geschlossenen Regelkreises eingeführt wird und die Störung hinreichend klein ist, so daß sie
30 nicht zu einer Vergrößerung des Arbeitszyklusses des Pulsbreiten-Umformers (PWM) um einen ausreichenden Betrag
32 führt, dann bleibt der von dem digitalen Regler erzeugte Arbeitszyklus unbeeinflusst. Das heißt, daß gezeigt werden
34 kann, daß ausreichend kleine Störungen keine Verstärkung bewirken ($-\infty$ dB).

Ein weiteres Beispiel eines unkonventionellen Verhaltens kann wie folgt beschrieben werden für den Fall, daß die Störung eine Amplitude hat, die für eine Störung des Regelkreises ausreicht. Nehmen wir an, daß eine analoge sinusförmige Störung in den Regelkreis eingeführt wird, und nehmen wir dann ferner an, daß die Störung eine derart ausreichend große Amplitude hat, daß sie einmal in jedem Zyklus den Arbeitszyklus veranlaßt, von einer ersten quantisierten Stufe zu einer nächsten, zweiten quantisierten Stufe anzuwachsen und dann wieder auf die erste quantisierte Stufe für den Rest des Zyklus zurückzufallen. Da die Ausgangsspannung durch das Produkt aus der Eingangsspannung und dem Arbeitszyklus ist, wird eine quantisierte Stufe auch in der Ausgangsspannung einmal in jedem Zyklus auftreten. Der Regelkreis wird versuchen, diese Änderung der Ausgangsspannung zu korrigieren. Jedoch kann der Regelkreis diese Korrektur nicht schneller ausführen als dies seine Bandbreite zuläßt. Wenn daher die Frequenz der Störung größer als die Bandbreite des geschlossenen Regelkreises ist, wird das gesamte System bei dem Versuch, die Störung zu korrigieren, mit der Bandbreite schwingen. Diese Art der Schwingung, die allein auf der Arbeitszyklus-Quantisierung beruht, die dem digitalen Regelkreis innewohnt, wird hier als digitale Schwingung bezeichnet.

Digitale Schwingungen können auch auftreten, wenn eine Ausgangsspannungsgröße, die eine Funktion des Spannungssollwertes und der Eingangsspannung (für einen Gegentakt-Umformer) ist, nicht exakt gleich einem der möglichen Arbeitszyklen ist. In diesem Fall wird das System feststellen, daß die Spannung beispielsweise zu niedrig ist und wird den Arbeitszyklus auf die nächste quantisierte Stufe vergrößern. Das System wird dann feststellen, daß die Spannung zu hoch ist, und wird den Arbeitszyklus auf die ursprüngliche Stufe zurückführen. Diese Korrekturen erfol-

180100

696 16 126.5
96 302 185.2 (0 735 656)

3

09.01.2002
22955 PE/D

2 gen zyklisch mit der Bandbreitenfrequenz und resultieren
somit ebenfalls in einer digitalen Schwingung.

4 Andererseits, wenn die Störungen ausreichend groß werden,
ist es klar, daß die Quantisierung des Arbeitszyklus unbe-
6 merkt bleibt und das System gut angenähert wird durch
einen kontinuierlichen Arbeitszyklus und konventionelles
analoges Verhalten, das heißt, das Umformersystem zeigt
8 einen Phasen- und Verstärkungsspielraum.

10 Zusammengefaßt ist festzustellen, daß es zwei Arten von
Stabilität gibt, denen man sich zuwenden muß bei der Im-
12 plementierung eines Leistungsumformers, der einen digita-
len Regelkreis hat, zusätzlich zu der konventionellen ana-
14 logen Stabilität. Die beiden Arten von Stabilitätsproble-
men beziehen sich auf: (a) digitale Schwingungen, bedingt
durch das Einschleusen von Rauschen; und (b) Schwingungen,
16 bedingt durch eine fehlende Übereinstimmung zwischen dem
vorgegebenen Wert für die Ausgangsspannung und den verfüg-
baren (quantisierten) Arbeitszyklen. Die erste Art von
18 Stabilitätsproblem ist unabhängig von dem Arbeitspunkt der
Leistungsversorgung, während die zweite Art abhängig ist
20 von der Eingangs- und Ausgangsspannung sowie von der An-
zahl möglicher Arbeitszyklen.
22

24 Als Referenzen können genannt werden die US-Patente
4.630.187 und 4.725.940 von C.P.Henze zum Verständnis von
Leistungsumformern mit quantisierten Arbeitszyklen und das
26 US-Patent 5.272.614 von Brunk et al. zum Verständnis eines
Mikroprozessor-gesteuerten Gleichstromumformers, welcher
28 ein Schaltsteuersignal ausgibt, welches sowohl grobe als
auch feine Quantisierungen (Abstufungen) hat.

30 Die vorhergehend erläuterten und andere Probleme werden
gelöst durch ein Verfahren und eine Schaltung zur Stabili-

18.01.02

696 16 126.5
96 302 185.2 (0 735 656)

4

09.01.2002
22955 PE/D

2 sierung eines Leistungsumformers gegenüber Schwingungen,
4 die auf einer fehlenden Übereinstimmung zwischen einer
6 vorgegebenen Ausgangsspannung und den einzelnen verfügba-
8 ren quantisierten Arbeitszyklen beruhen. Zu dem Verfahren
10 gehören die folgenden Schritte: (a) Erzeugung eines Span-
12 nungs-Sollwertes zur Angabe eines gewünschten Einstell-
14 wertwertes für die Ausgangsspannung, (b) Vergleich des
16 Spannungs-Sollwerts mit dem Istwert der Ausgangsspannung
18 des Leistungsumformers zur Gewinnung eines Fehlersignals,
20 (c) Änderung der Pulsbreite eines ersten pulsbreiten-modu-
22 lierten Steuersignals in Abhängigkeit des Fehlersignals,
24 wobei das erste pulsbreiten-modulierte Steuersignal eine
26 erste Frequenz hat, und (d) Umwandlung des ersten puls-
28 breiten-modulierten Steuersignals in mindestens ein zwei-
30 tes pulsbreiten-modulierten Steuersignal zur Änderung ei-
32 nes Leitintervalls einer Umformer-Schalteneinrichtung in der
34 Weise, daß der Istwert der Ausgangsspannung den Wert der
gewünschten Ausgangsspannung annimmt. Der Umwandlungs-
schritt enthält einen Schritt zur Quantisierung der Puls-
breite entsprechend einem aus einer Vielzahl von quanti-
sierten Arbeitszyklen. Zu dem Verfahren gehört ferner ein
Schritt zur Einschleusung eines Zittersignals in den ge-
schlossenen Regelkreis in der Weise, daß das Zittersignal
im Fehlersignal erscheint. Das Zittersignal hat eine
zweite Frequenz, die kleiner ist als die erste Frequenz
und größer ist als eine Bandbreitenfrequenz des Leistungs-
umformers. Das Zittersignal wirkt in der Weise, daß die
Anzahl der möglichen Arbeitszyklen wirksam um einen Faktor
vergrößert wird, der durch das Verhältnis der zweiten Fre-
quenz zur Bandbreitenfrequenz bestimmt wird. Bei einem be-
schriebenen Ausführungsbeispiel der Erfindung beträgt die
Frequenz des Zittersignals ein Viertel der ersten Frequenz
und ist mindestens um eine Größenordnung größer als die
Bandbreitenfrequenz.

2 Beschrieben wird auch eine Satelliten-Kommunikationsnutz-
last, zu der ein Leistungsumformer gemäß der Erfindung ge-
hört, wobei der Leistungsumformer die Betriebsleistung für
4 einen Abwärts-RF-Leistungsverstärker erzeugt.

6 Das zuvor Gesagte und andere Merkmale der Erfindung werden
durch die folgende detaillierte Beschreibung der Erfindung
deutlicher gemacht, wenn diese in Verbindung mit den bei-
8 gefügten Figuren gelesen wird, in denen:

10 Figur 1A ein Blockschaltbild eines aus vielen Teileinhei-
ten aufgebauten Leistungsumformers zeigt, der
einen digitalen Regelkreis hat,

12 Figur 1B ein Blockschaltbild einer FPGA-Schaltung der Fi-
gur 1A zeigt, wobei die Figuren 1A und 1B im fol-
genden gemeinsam als Figur 1 bezeichnet werden,
14

16 Figur 2A ein Zeitdiagramm zeigt, welches die Phasenlagen
der Teileinheiten des Umrichters der Figur 1
zeigt,

18 Figur 2B ein Zeitdiagramm zeigt, welches die Zeitpunkte
für den Gegentaktschalter (buck switch) und den
synchronen Gleichrichter des Umformers nach Figur
20 1 zeigt,

22 Figuren 3A und 3B beispielhaft eine sinusförmige Eingangs-
störung beziehungsweise die daraus resultierende
quantisierte Ausgangsgröße zeigen, die zur Erklä-
24 rung der Erfindung nützlich sind,

26 Figur 4 ein typisches quantisiertes pulsbreiten-modulier-
tes Signal A zeigt, das zwischen einer ersten
Pulsbreite B und einer zweiten Pulsbreite C über-
28 wechselt,

696 16 126.5
96 302 185.2 (0 735 656)

6

09.01.2002
22955 PE/D

2 Figur 5 ein Bode-Diagramm für den spannungsstabilisierter
Umformer der Figur 1 zeigt,

4 Figur 6 ein Eingangsräuschspektrum für den Umformer der
Figur 1 zeigt und

6 Figur 7 eine Satellitenkommunikationsnutzlast eines Typs
zeigt, welcher von der Verwendung des stabilisier-
ten Umformers gemäß Figur 1 profitiert.

8 Figur 1 zeigt einen Gleichstrom-Leistungsumformer 10, wel-
cher gemäß der Erfindung aufgebaut ist und betrieben wird.
10 Die grundlegende Topologie des Umformers 10 ist nicht-iso-
lierter Gegentakt (non-isolated buck). Um einen hohen Aus-
12 gangsstrom zu erhalten, ist der Umformer 10 vorzugsweise
mit n Gegentakt-Teileinheiten (buck slices) 12 aufgebaut.
14 Bei dem gegenwärtig bevorzugten Ausführungsbeispiel werden
fünf Gegentakt-Teileinheiten verwendet, obwohl diese An-
16 zahl nicht als eine Begrenzung der Realisierbarkeit dieser
Erfindung zu verstehen ist. Generell kann n jede ganze
18 Zahl sein, die gleich eins oder größer als eins ist. Die
Verwendung von fünf Teileinheiten in dem Umformer 10
20 schafft eine Fehlertoleranz, denn, wenn eine Teileinheit
versagt (beispielsweise seine eigene Sicherung durch-
22 brennt), sind die verbliebenen vier Teileinheiten so be-
messen, daß sie den Betrieb mit voller Leistung fortsetzen
24 können. Jede Teileinheit 12 ist aufgebaut als Gegentakt-
Umformer-Leistungsstufe mit einem Gegentakt-MOSFET 14
26 (dargestellt als Schalter) und einen zweiten MOSFET 16,
der als synchroner Gleichrichter arbeitet. Jede Teilein-
28 heit 12 hat Gittertreiber (nicht dargestellt) für die MOS-
FET-Schalter 14 und 16, eine Induktivität 18 und einen
30 Filterkondensator 20. Um eine hohe Effizienz zu erreichen,
verwendet die Leistungsstufe keine Schottky-Diodengleich-
32 richter, sondern verwendet statt dessen den zweiten MOS-
FET-Transistor 16 als synchronen Gleichrichter. Um eine

696 16 126.5
96 302 185.2 (0 735 656)

7

2 Querleitung zu vermeiden, also eine Leitung, bei der beide
MOSFETs 14 und 16 gleichzeitig leitend sind und dabei
4 einen Kurzschluß der Eingangsleitung (In) erzeugen, schal-
tet der Gegentakttransistor 14 nur dann durch, nachdem der
6 synchrone Gleichrichtertransistor 16 abgeschaltet hat, und
schaltet ab, bevor der Gleichrichtertransistor 16 durch-
8 schaltet. Figur 2B zeigt die zeitliche Beziehung zwischen
der gittersteuernden Wellenform für den Gegentakt-MOSFET
10 14 und den Gleichrichter-MOSFET 16. Diese Signale zur
Steuerung des Gegentakttransistors 14 und des Gleichrich-
12 tertransistor 16 sind nicht einfach invers in Bezug zuein-
ander, sondern müssen Verzögerungen aufweisen und benöti-
gen somit zwei separate Steuersignale.

14 Um die Ausgangswelligkeit zu reduzieren, (welche für die-
ses Ausführungsbeispiel vorzugsweise weniger als 50 mVpp
16 bei 166 A beträgt, um das Eindringen von Rauschen in die
Antennenlast zu vermeiden), sind die Teileinheiten um
18 $360^\circ/5 = 72^\circ$ gegeneinander phasenverschoben (siehe Figur
2A), wodurch die Frequenz der Welligkeit von einer Grund-
20 welle von 60 kHz auf 300 kHz erhöht wird. Diese Frequen-
zerhöhung reduziert auch die Beanspruchung der Kondensato-
22 ren. Insgesamt ist eine Gesamtheit von $2 \times 5 = 10$ ver-
schiedenen Steuersignalen (je eines für den MOSFET-Gegen-
24 takttransistor 14 und den MOSFET-Synchronegleichrichter 16
in jeder Teileinheit 12) erforderlich, um die Leistungs-
26 stufe zu steuern.

28 Die Erzeugung der zehn Steuersignale unter Verwendung ei-
ner konventionellen analogen Methode wäre kompliziert.
Beispielsweise die Verwendung von Einzelsignalgebern würde
30 eine mäßig große Anzahl von integrierten Schaltkreisen,
Trimmwiderständen, Kondensatoren mit niedrigen Temperatur-
32 koeffizienten und so weiter erfordern.

Bei der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung wird ein einziger digitaler integrierter Schaltkreis verwendet, um die Steuersignale künstlich herzustellen. Bei der gegenwärtig bevorzugten Ausführungsform dieser Erfindung wird die digitale integrierte Schaltung verkörpert durch eine feldprogrammierbare Gitteranordnung (FPGA) 22. Bei anderen Ausführungsformen der Erfindung kann stattdessen eine Vielzahl diskreter integrierter Schaltungen verwendet werden, und/oder es könnte ein in geeigneter Weise programmierter sehr schneller digitaler Signalprozessor verwendet werden, um die Steuersignale für die Teileinheiten 12 zu erzeugen sowie auch die anderen Funktionen, die unten beschrieben werden, auszuführen. Die Verwendung der FPGA wird deshalb bevorzugt, weil sie die Implementierung einer kostengünstigen und einfachen digitalen Steuerschaltung auf einem Chip ermöglicht.

Die FPGA 22 betreibt einen 12 MHz-Kristall 24 (Periode = 83,3 nsec) an zwei ihrer Anschlüsse und verwendet die resultierende Rechteckwelle als Uhrensinal. Indem das 12 MHz-Uhrensinal (unter Verwendung eines synchronen Zählers) durch 200 geteilt wird, wird die 60 KHz-Uhr erzeugt, die zur Synchronisierung (SYNC) einer äußeren PWM integrierten Schaltung 26 verwendet wird.

Mit dem auf diese Weise auf 60 kHz festgesetzten PWM-Signalausgang des PWM 26 wird die Erzeugung der erforderlichen Phasenverschiebungen und Verzögerungen für die Steuersignale der Leistungsstufe einfach: Ein erstes Signal bildet exact das Eingangssignal, welches von dem PWM 26 kommt, und nachfolgende Teileinheiten 12, die um $360^\circ/5 = 12 \text{ MHz}/(60 \text{ kHz} \times 5) = 200 \text{ Zählimpulse}/5 = 40 \text{ Zählimpulse}$, werden von den FPGA-Zählern 22a erzeugt und 40-Zählimpulse-Verzögerungsgliedern 22b zugeordnet, die von den steigenden und fallenden Flanken des ersten PWM-Signals

2 getriggert werden (siehe Figur 2A). Ähnlich wird das Ver-
meiden einer Querleitung dadurch garantiert, daß der Ge-
gentakttransistor 14 und der Gleichrichtertransistor 16
4 jeder Teileinheit 12 an ihren entsprechenden Flanken zu
einer Verzögerung um $250 \text{ nsec} = 3 \text{ Uhrenzählimpulse}$ gezwun-
6 gen wird (siehe Figur 2B).

8 Die FPGA 22 enthält auch einen Vorwärts- und Rückwärtszäh-
ler 22c und eine zugehörige Zählersteuerung 22d, die der
Programmierung eines externen 8-bit D/A-Wandlers 28 dient,
10 der seinerseits eine verlangte Sollwertspannung (REF) für
den PWM 26 über einen Fehlerverstärker 30 liefert. Der
12 Fehlerverstärker 30 erhält auch ein Eingangssignal von ei-
nem Spannungsteiler, bestehend aus den Widerständen R1 und
14 R2, die an den Ausgangspunkt (OUT) angeschlossen sind, in
welchem die Ausgänge aller n Teileinheiten 12 angeschlos-
16 sen sind. Die Spannung, die an der Verbindung zwischen R1
und R2 auftritt (V_{OUT}), wird auf den Fehlerverstärker 30
18 gegeben, und die Differenz zwischen dieser Spannung und
der Sollspannung wird dem PWM 26 als Fehlerspannung
20 (FEHLER) zugeführt, wodurch der Regelkreis geschlossen
wird.

22 Die Verwendung der FPGA 22 führt dazu, daß der Regelkreis
nicht reduzierbar digital wird. Das bedeutet, daß mit der
24 FPGA in dem Regelkreis des Leistungsumformers nur be-
stimmte diskrete Pulsbreiten möglich sind. Wenn beispiels-
26 weise das Ausgangssignal des PWM 26 irgendwo zwischen
 $19,5/12\text{MHz} = 1,625 \mu\text{sec}$ und $20,5/12\text{MHz} = 1,87 \mu\text{sec}$ liegt,
28 liegt das Ausgangssignal der FPGA 22, welche die Signale
erzeugt, die tatsächlich die Leistungsstufe steuern, exact
30 bei $20/12 \text{ MHz} = 1,750 \mu\text{sec}$. Somit sind nur bestimmte dis-
krete Pulsbreiten erreichbar, und die Pulsbreite der der
32 Leistungsstufe (das heißt den Teileinheiten 12) zugeführ-
ten Signale, ist quantisiert. Im Gegensatz dazu kann bei

2 einem herkömmlichen analogen System jede Pulsbreite als eine kontinuierliche Funktion erzeugt werden.

4 Die Quantisierung der Pulsbreiten des Steuersignals der Leistungsstufe führt zu den eingangs diskutierten Stabilitätsproblemen. Um es zu wiederholen, es gibt zwei Arten von Stabilitätsproblemen, die infolge der Verwendung des digitalen Regelkreises der Figur 1 auftreten, zusätzlich zu dem herkömmlichen analog-typischen Stabilitätsproblem. Diese Stabilitätsprobleme beziehen sich auf: (a) digitale Schwingungen, bedingt durch das Einschleusen von Rauschen; und (b) Schwingungen, bedingt durch eine fehlende Übereinstimmung zwischen dem Sollwert der Ausgangsspannung und den verfügbaren (quantisierten) Arbeitszyklen (Einschaltverhältnissen). Wie bereits festgestellt wurde, ist die erste Art von Stabilitätsproblem unabhängig von dem Arbeitspunkt der Speiseleistung; wogegen die zweite Art abhängig ist von der Eingangsspannung und der Ausgangsspannung sowie von der Anzahl möglicher Arbeitszyklen, die mit dem PWM-Signal erzielbar sind.

20 Es wird nun eine Analyse dieser Stabilitätsprobleme präsentiert, um eine bessere Beurteilung und ein besseres Verständnis der Vorteile zu ermöglichen, die aus der Verwendung der Lehre gemäß dieser Erfindung erwachsen.

24 Als erstes ist die Wirkung von Störungen moderater Größe analytisch zu betrachten, das heißt von solchen, die groß genug sind, eine Änderung des Arbeitszyklus zu verursachen, aber nicht groß genug sind, um die oben genannte analoge Näherung gültig werden zu lassen. In diesem Abschnitt der Analyse wird die Verstärkung und Phase einer sinusförmigen Störung betrachtet, die durch den Schaltbereich des Umformers wandert.

Figur 3A zeigt eine Sinuskurve mit solcher Amplitude und Verschiebung, daß sie ein Übergangsniveau eines Arbeitszyklus in einem Zeitpunkt während ihrer positiven Halbwelle schneidet und auch einen zweiten Arbeitszyklus-Übergang während ihrer negativen Halbwelle schneidet. Im folgenden wird sich zeigen, daß dieser Fall allgemein ist. Die Sinuskurve braucht nicht symmetrisch zu sein, das heißt, sie kann länger über dem hohen Niveau als über dem niedrigen Niveau liegen oder umgekehrt. Die resultierende Ausgangsgröße zeigt Figur 3B. Es ist zu beachten, daß die gezeigten Schritte nicht bei der Schaltfrequenz liegen: sie sind vielmehr Reaktionen der Ausgangsspannung des Umformers auf die sinusförmige Störung. Es ist in der Tat nützlich diese Schritte als die Ausgangsgröße eines Gleichstrom-Transformators eines "state-spaced-averaged" Modells zu betrachten. Jedes Niveau ist durch einen Phasenwinkel der Sinuskurve charakterisiert oder, gleichbedeutend, durch einen Zeitpunkt, in dem eine Einschaltung oder Ausschaltung erfolgt. Natürlich besteht eine Symmetrie in Bezug auf die Winkel $\pi/2$ und $3\pi/2$ für das hohe beziehungsweise niedrige Niveau.

Die mathematischen Einzelheiten zu dem Vorhergesagten sind in dem Anhang enthalten, der den Ansprüchen vorausgeht. Um jene Ergebnisse hier zusammen zu fassen, ist festzustellen: Um die Übergangsfunktion zu bestimmen, wird die Sinuswelle injiziert und das Ergebnis bestimmt. Von Interesse sind nur die Komponenten, die die gleiche Frequenz haben, wie das injizierte Signal. Das bedeutet, und zwar genauso wie für die analogen Stabilitätsanalysen, daß die höheren Frequenzoberwellen die Stabilität nicht beeinflussen. Statt-dessen repräsentieren sie nur die Nichtlinearitäten des Systems. Wenn eine Fourier-Analyse des Ausgangssignals durchgeführt wird, wobei nur die Eingangsfrequenz zurückbehalten wird, so beobachtet man, daß keine Phasen-

2 verschiebung zwischen der Eingangsstörung und der quanti-
sierten Reaktion auftritt.

4 Unter Bezug auf die Herkunft der verschiedenen Terme in
Gleichung (6) des Anhangs und wie sie in Gleichung (7)
6 verschwinden, wird klar, daß die Symmetrie der stückweise
konstanten Ausgangswellenform die gleiche ist, wie die der
Eingangs-Sinuskurve. Somit wird der Phasenterm, unabhängig
8 von der Anzahl geschnittener Niveaus, Null bleiben.

10 Schauen wir als nächstes auf den Amplitudenterm, so finden
wir (aus dem Anhang), daß die maximale Verstärkung be-
trägt:

12
$$G_{\max} = 2\Delta V / \pi V_a \quad (13)$$

14 und das Verhältnis der digitalen zur analogen Verstärkung
beträgt:

$$G_{\max, \text{digital}} / G_{\max, \text{analog}} = 2/\pi < 1. \quad (14)$$

16 Dies ist die maximal mögliche Verstärkung für jede belie-
bige Anzahl von Schritten; somit ist die digitale Verstär-
18 kung stets geringer als die Verstärkung des angenäherten
analogen Systems, und da die Phasenverschiebung Null ist,
20 ist das digitale System stets stabil, wenn das analoge Sy-
stem stabil ist. Dies ist eine wichtige Erkenntnis, wie
22 unten offenbar werden wird.

24 Obwohl gezeigt wurde, daß die Stabilität des digitalen Sy-
stems durch die Stabilität des analogen Systems bestimmt
wird, hat diese Erkenntnis keine direkte Auswirkung auf
26 das Problem, welches infolge digitaler Schwingungen auf-
tritt, die auf nicht erreichbaren Arbeitszyklen statt auf
28 Regelkreisstörungen zurückzuführen sind. Da die Eingangs-
spannung eine kontinuierliche Variable ist, würden, wie
30 oben gezeigt wurde, diese Schwingungen tatsächlich exi-
stieren, so daß es notwendig ist, für Schaltungsmaßnahmen
32 zur Unterdrückung dieser Schwingungen zu sorgen.

2 Gemäß einem Aspekt dieser Erfindung enthält die FPGA 22
der Figur 1 Schaltmittel (beispielsweise einen durch vier
4 teilenden Zähler) um eine Rechteckwelle von 15kHz zu er-
zeugen das heißt von einem Viertel der 60 kHz Schaltfre-
6 quenz. Diese Rechteckwelle wird dann in einem RC-Schalt-
punkt 32 gefiltert, um eine dreieckförmige Welle zu bilden
8 und diese dreieckförmige Welle wird in dem Summierungs-
glied 34 zu dem Gleichspannungssollwert addiert. Das Er-
gebnis ist die Erzeugung einer kleinen Welligkeitskompo-
10 nente in der Sollwertspannung (REF_{in}) für den PWM 26.

Die Frequenz der Welligkeit wird so gewählt, daß sie viel
12 höher ist als die Bandbreite des Umformers 10 (das heißt
eine Größenordnung höher). Als Folge davon, kann der Feh-
14 lerverstärker 30 nicht auf die Welligkeitskomponente rea-
gieren. Als Folge davon bewirkt ein Teil jedes Zyklus der
16 15 kHz-Welligkeit, daß der von dem PWM 26 erzeugter Ar-
beitszyklus einen ersten Wert hat, und der Rest des Wel-
18 ligkeitszyklus bewirkt, daß der von dem PWM 26 erzeugte
Arbeitszyklus einen zweiten Wert hat.

20 Eine geringe Anpassung der Verstärkung des Fehlerverstär-
kers 30 (bei einer niedrigen Frequenz) erzeugt eine ge-
22 ringe Anpassung der Anzahl der PWM-Pulse, die sich auf dem
höheren Arbeitszyklus gegenüber dem unteren Arbeitszyklus
24 befinden. Somit ist bei einer relativ niedrigen Frequenz
der Umformerbandbreite eine wirksame kontinuierliche An-
26 passung des Fehlerverstärkers 30 möglich, die eine im we-
sentlichen kontinuierliche Anpassung der Ausgangsspannung
28 liefert. Hierdurch wird dann die Möglichkeit einer digita-
len Schwingung eliminiert, da das Zittern (Schwanken) der
30 Sollwertspannung mit dem 15 kHz-Signal praktisch eine Un-
terteilung der möglichen Arbeitszyklen bewirkt (durch
32 einen Faktor von 15 kHz/Bandbreite). Die Zitterfrequenz-
komponente erscheint auch nicht in einem signifikanten

2 Maße am Ausgang oder am Eingang des Umformers 10, da ihre Frequenz weit jenseits der Frequenzen der Eingangs- und Ausgangs-LC-Filter liegt.

4 Gemäß diesem Aspekt der Erfindung wurde gezeigt, daß die Schwingung, die auf nicht erreichbaren Arbeitszyklen be-
6 ruht, durch die Hinzufügung eines vorbestimmten Maßes an Schwankung (Zittern) zu der Sollwertspannung für den PWM
8 26 unterdrückt wird.

10 Es wurde ein 1300W-Laborschaltbrett, welches die hier be-
12 schriebene FPGA 12 verwendet, gebaut, stabilisiert und gete-
14 stet. Figur 4 zeigt das Ausgangssteuersignal der FPGA 12,
16 das direkt an die Leistungsstufen geht. Für die in Figur 4
18 gezeigte Wellenform wurde die Sollwertspannung mit einer
20 überlagerten kleinen Wechselspannung versehen, welche den
Arbeitszyklus zwingt, sich kontinuierlich anzupassen. In
einem herkömmlichen analogen System würde dies in einem
kontinuierlichen Spektrum von Arbeitszyklen resultieren.
Für ein digitales Steuersystem ist jedoch nur eine dis-
krete Anzahl von Arbeitszyklen möglich (hier zwei mit B
und C bezeichnete), wobei die beiden Arbeitszyklen vonein-
ander getrennt sind um $(1/12 \text{ MHz}) = 83,3 \text{ nsec}$.

22 Figur 5 zeigt ein Bode-Diagramm für den (im Spannungsmodus
24 arbeitenden) Umformer 10. Die Stabilisierung wird als er-
26 folgreich gezeigt mit einem Phasengrenzwert von 45° bei
500 Hz. Die niedrige Bandbreite wurde aus anderen Gründen
und zwar Systemgründen gewählt und war nicht bedingt durch
28 den digitalen Regelkreis. Die Kompensation (30a in Figur
1) für den Fehlerverstärker 30 bestand aus einem einzigen
Pol am Nullpunkt.

30 Figur 6 zeigt das Eingangs-Rauschspektrum des Umformers
10. Nur Hintergrundrauschen ist sichtbar bei 300 kHz, der

180100

696 16 126.5
96 302 185.2 (0 735 656)

15

09.01.2002
22955 PE/D

2 Gesamtschaltfrequenz, was die korrekte Phasenlage der Teil-
4 leinheiten 12 anzeigt. Spitzen von 20 dB über dem Hinter-
6 grund sind sichtbar bei 60 kHz und der dritten Oberwelle
8 180 kHz. Es wird angenommen, daß dies auf einer Unausge-
10 glichenheit im Leistungsverteilungssystem beruht, welches
12 einige Teileinheiten veranlaßt, mehr Leistung zu überneh-
14 men als andere (der Eingangsstrom kann eine Höhe von 100 A
bei der gezeigten Ausführungsform des Umformers 10 errei-
chen). Schließlich ist eine Spitze sichtbar bei 15 kHz,
der Zitterfrequenz. Außer durch Vergrößerung des Eingangs-
filters kann diese Spitze auch durch Verkleinerung der
Größe des Zittersignals reduziert werden. Jedoch würde
diese Reduzierung auch den Stabilitäts-Sicherheitsabstand
gegenüber Schwingungen infolge nicht erreichbarer Arbeits-
zyklen verkleinern.

16 Es wurde gezeigt, daß die Verwendung der FPGA 22 zur Er-
18 zeugung der Steuersignale der Leistungsstufe des Umformers
20 10 dazu führt, daß der Regelkreis nicht umkehrbar digital
wird. Da der Arbeitszyklus nur einen oder eine bestimmte
22 kleine Gruppe von Werten annehmen kann, stellen sich zwei
Arten von Stabilitätsfragen: (a) die Stabilität des Regel-
24 kreises gegenüber Signalen, welche den Arbeitszyklus ver-
anlassen, zwischen zwei diskreten Werten hin und her zu
kippen; und (b) die Stabilität gegen Schwingungen, die
26 durch den Regelkreis verursacht werden bei dem Versuch,
einen Arbeitszyklus zu erreichen, der nicht zu den mögli-
chen Werten gehört. Es wurde oben gezeigt, daß die erste
28 Art von Schwingung nicht auftritt, wenn der Regelkreis
stabil ist wie ein analoges System; und zweitens, daß die
30 Hinzufügung eines kleinen hochfrequenten Zittersignals zu
dem Spannungssollwert des PWM 26 ausreicht, um zu garan-
32 tieren, daß die zweite Art von Schwingung in adäquater
Weise kontrolliert wird.

2 Nachdem detailliert die gegenwärtig bevorzugte Ausführungsform dieser Erfindung beschrieben wurde, wird nunmehr
4 Bezug auf Figur 7 genommen zur Erläuterung eines allgemeinen Modells für eine Nutzlast (payload) eines Kommunikations-satelliten 1a von der Art, bei welcher diese Erfindung
6 angewendet werden kann. Eine Konstellation von 48 solcher Satelliten ermöglicht es Benutzern, Telefongespräche überall
8 auf der Welt zu führen.

10 Genauer, zeigt Figur 7 einen Satelliten-Transponder 1b, der für vollständige duplexe Kommunikation konfiguriert ist. Zu der Kommunikation-Nutzlast gehören ein oder mehrere
12 Transponder, die eine Mehrzahl von Antennen 2 zum Empfang von Signalen von der Erdoberfläche haben, rauscharme
14 Verstärker 3, Frequenzwandler oder Umformer 4, zu denen ein lokaler Oszillator und ein Mischer gehören, gefolgt von Verstärkern 5, Hochleistungsverstärkern 6 und Übertragungsantennen 7. Ferner sind Filter 8 vorhanden,
16 welche erwünschte, in die Bandbreite gehörende Signale durchlassen und unerwünschte, außerhalb der Bandbreite liegende Rauschsignale zurückweisen. Ein Transponder empfängt
18 Signale von Benutzeranschlüssen 9a frequenzwandelt die empfangenen Benutzersignale und überträgt die frequenzgewandelten Signale zu einer Bodenstation, wie zum
20 Beispiel einem Gateway 9b, welche an das öffentliche Telefonnetz (PSTN) angeschlossen ist. Ein zweiter Transponder empfängt
22 Signale von einem oder mehreren der Gateways 9b, frequenzwandelt die empfangenen Signale und überträgt die frequenzgewandelten Signale zu den Benutzeranschlüssen 9a.
24 Auf diese Weise wird ein voll duplexer Kommunikationspfad (Stimme und/oder Daten) hergestellt zwischen Benutzeranschlüssen und Anschlüssen, die an das PSTN angeschlossen
26 sind.
28
30
32

Beispielsweise sind die (festen oder mobilen) Benutzeranschlüssen 9a in der Lage, in einem vollständig duplexen Modus zu arbeiten, und über beispielsweise L-Band-RF-Verbindungen (Aufwärtsverbindung) und S-Band-RF-Verbindungen (Abwärtsverbindung) über die Rückwärts- beziehungsweise Vorwärts-Satelliten-Transponder zu kommunizieren. Aufwärts-L-Band-RF-Verbindungen können in einem Frequenzbereich von 1,61 GHz bis 1,6265 GHz, Bandbreite 16,5 MHz, arbeiten und sind vorzugsweise mit Sprachsignalen und/oder digitalen Signalen moduliert gemäß einer ausgebreiteten Spektrumtechnik (spread spectrum technique). Abwärts-S-Band-RF-Verbindungen können in einem Frequenzbereich von 2,4835 GHz bis 2,5 GHz, Bandbreite 16,5 MHz, arbeiten. Der Gateway 9b kann mit dem Satelliten 1a über die Empfangsantenne 2b und die Sendeantenne 7a über beispielsweise eine voll duplexen C-Band-RF-Verbindung kommunizieren, welches in einem Frequenzbereich um 5 GHz arbeiten kann. Die C-Band-RF-Verbindungen übertragen bidirektional Kommunikations-Zubringerverbindungen und übertragen auch Satellitenbefehle (Vorwärtsverbindung) und empfangen telemetrische Informationen (Rückwärtsverbindung). Die L-Band und die S-Band Satellitenantennen 2a beziehungsweise 7b sind Vielstrahlantennen (vorzugsweise 16 Strahlen), die für eine Erdüberdeckung innerhalb eines zugeordneten Dienstbereiches sorgen. Die L-Band und die S-Band Satellitenantennen 2a beziehungsweise 7b sind vorzugsweise untereinander kongruent. Beispielsweise kann eine Gesamtzahl von annähernd 3000 voll duplexen Verbindungen über einen der vorhandenen Satelliten erfolgen. Jeder von zwei oder mehr Satelliten 1a können die gleiche Kommunikation zwischen einem gegebenen Benutzeranschluß 9a und einem der Gateways 9b durch die Verwendung von ausgebreiteter Spektrumtechnik übertragen. Diese Art von Betrieb sorgt somit für eine Vieltaligkeitskombination an den entsprechenden Empfängern, was zu einem verstärkten Widerstand gegen Fading führt und

2 die Implementierung einer sanften "handoff"-Prozedur erleichtert.

4 Es wird darauf hingewiesen, daß alle oben beschriebenen
6 Frequenzen, Bandbreiten und dergleichen nur für ein einzelnes System repräsentativ sind. Andere Frequenzen und
8 Frequenzbänder können ohne Änderung der behandelten Prinzipien verwendet werden. Als nur ein Beispiel, kann die
10 Zubringerverbindungen zwischen dem Gateway 9b und dem Satelliten 1a Frequenzen in einem anderen als dem C-Band benutzen, wie zum Beispiel in dem Ku-Band oder dem Ka-Band.

12 Es kann davon ausgegangen werden, daß der S-Band-Transmitter 6 das stärkste Leistungselement in dem Raumschiff ist.
14 Der S-Band-Transmitter wird vorzugsweise gespeist durch den Gleichstrom-Umformer 10 wie oben detailliert beschrieben wurde.

16 Die Ausgangsleistung des S-Band-Transmitter-Leistungsverstärkers 6 wird durch die ihm zugeführte Spannung bestimmt
18 und um somit die S-Band-Transmitter-Leistung zu steuern, hat der Leistungsumformer 10 eine anpaßbare Ausgangsspannung,
20 die von 2 V bei 66 A bis 8,3 V bei 166 A reicht. Ein (in Figur 1 nicht gezeigtes) Signal wird der FPGA 22 zugeführt
22 zur Steuerung der Größe des digital programmierten REF-Spannungsausgangs des D/A 28 und somit zur Steuerung
24 der Ausgangsleistung des Umformers 10 und der Ausgangsleistung des S-Band-Transmitter-Leistungsverstärkers 6.

26 Mit einem Eingangsspannungsbereich von 14 bis 23 V
28 (erhalten von an Bord befindlichen Solarzellen oder Batterien) wird eine hohe Effizienz verlangt, um das Satelliten-Leistungsbudget praktikabel zu machen. Außerdem sollte
30 der Umformer klein sein, ein geringes Gewicht haben und

2 fehlerumempfindlich sein, da er zum Betrieb im Weltraum
bestimmt ist.

4 Der Umformer 10 gemäß der Erfindung stellt die notwendige
steuerbare Ausgangsleistung für den S-Band-Transmitterver-
6 stärker 6 zur Verfügung und macht so Gebrauch von dem di-
gitalen Regelkreis, der durch die FPGA 12 und die Stabili-
8 siertechniken, die oben detailliert erläutert wurden, im-
plementiert wird.

10 Es sollte beachtet werden, daß eine Anzahl von Modifika-
tionen an der gegenwärtig bevorzugten Ausführungsform
diese Erfindung vorgenommen werden kann. Beispielsweise
12 kann das Zittersignal, welches von der FPGA 12 erzeugt
wird, statt dessen in den digitalen Daten inkorporiert
14 sein, welche den D/A 28 steuern, wodurch die Notwendig-
keit, das RC-Netzwerk 32 und den Summierungsglied 34 vor-
16 zusehen, entfällt. Diese Ausführungsform geht davon aus,
daß der D/A 28 über eine genügende Auflösung verfügt. Fer-
18 ner ist die Lehre dieser Erfindung auch auf Leistungsum-
former anwendbar, welche feste Sollwertspannungen verwen-
20 den, im Gegensatz zu den programmierbaren (veränderlichen)
Sollwertspannungsausgang der D/A 28.

22 Ferner können beispielsweise andere Schaltfrequenzen und
andere Arten von Umformertopologien verwendet werden.

24 Auch kann beispielsweise der synchrone Gleichrichter 16
durch einen konventionellen Schottky-Gleichrichter ersetzt
26 werden, wodurch eines der verlangten Steuersignale pro
Teileinheit überflüssig wird.

28 Generell ist das Zittersignal ein periodisches Signal,
welches beispielsweise eine sinusförmige oder eine dreieck-
30 ige Wellenform hat. Eine minimale Amplitude für das Zit-

tersignal ist eine solche, welche mindestens zwei Quanti-
2 sierungsstufen überdeckt, während eine maximale Amplitude
im allgemeinen durch Systemrauschanforderungen bestimmt
4 wird.

Das Zittersignal hat eine Frequenz, die kleiner ist als
6 die Frequenz des PWM und größer ist als eine Bandbreiten-
frequenz des Umformers. Das Zittersignal bewirkt eine ef-
8 fektive Vergrößerung der Anzahl möglicher Arbeitszyklen um
einen Faktor, der durch das Verhältnis der Zitterfrequenz
10 zu der Bandbreitenfrequenz bestimmt ist. Bei der Ausfüh-
rungsform der Erfindung, die oben im Detail beschrieben
12 wurde, beträgt die Zittersignalfrequenz ein Viertel der
PWM-Frequenz und ist mindestens um eine Größenordnung grö-
14 ßer als die Bandbreitenfrequenz.

Während die Erfindung im besonderen dargestellt und be-
16 schrieben wurde hinsichtlich eines ihrer bevorzugten Aus-
führungsbeispiele, ist es für die einschlägigen Fachleute
18 klar, daß an diesem Ausführungsbeispiel Änderungen in Form
und Details vorgenommen werden können, ohne den bean-
20 spruchten Schutzbereich der Erfindung zu verlassen.

2

Anhang

4 Im folgenden wird eine Sinuswelle eingeschleust und die
Ausgangsgröße des Quantisierungsprozesses wird bei dersel-
6 ben Frequenz beobachtet. In Gleichungsform wird die Sinus-
welle dann wie folgt dargestellt

$$8 \quad v = v_0 + v_a \sin(\omega t) \quad (1)$$

10 wobei $f = \omega / (2\pi) = 1/T$ die Frequenz der Störung ist. Den
Zeitpunkt, in welchem die Sinuswelle das Niveau v_h er-
12 reicht, erhält man durch Lösung von (1):

$$14 \quad t_d = \frac{T}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{v_h - v_0}{v_a} \right) \quad (2)$$

16 Der Zeitpunkt, in dem sie v_h erneut schneidet, ist aus
Symmetriegründen $(T/2) - t_d$. Entsprechend erhält man den
18 Zeitpunkt, in welchem die Sinuswelle das Niveau v_l schnei-
det, zu

$$20 \quad t_e = \frac{T}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{v_l - v_0}{v_a} \right) \quad (3)$$

22 und der Zeitpunkt des erneuten Schneidens ist $(3T/2) - t_e$.

24 Die Ausgangsgröße $f(t)$ hat nun die Niveaus v_l und
 $v_l \pm \Delta V$ (siehe Figur 3). Da sie periodisch ist, kann sie
26 durch eine Fourier Reihe ausgedrückt werden.

$$28 \quad f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(A_n \cos \frac{2\pi n t}{T} + B_n \sin \frac{2\pi n t}{T} \right) \quad (4)$$

30 Wie oben erläutert, sind wir nur an den Komponenten mit
der Frequenz des eingeschleusten Signals interessiert. Da-
32 her schreiben wir näherungsweise

$$34 \quad f(t) = A_1 \cos \frac{2\pi t}{T} + B_1 \sin \frac{2\pi t}{T} \quad (5)$$

Zum Auffinden der Fourierkoeffizienten haben wir das folgende:

$$A_1 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos \frac{2\pi t}{T} dt = \frac{2}{T} \left[\int_0^{td} V_1 \cos \frac{2\pi t}{T} dt + \int_{td}^{\frac{T}{2}} (V_1 + \Delta V) \cos \frac{2\pi t}{T} dt + \int_{\frac{T}{2}}^{te} V_1 \cos \frac{2\pi t}{T} dt + \int_{te}^{\frac{3T}{2}} (V_1 - \Delta V) \cos \frac{2\pi t}{T} dt + \int_{\frac{3T}{2}}^T V_1 \cos \frac{2\pi t}{T} dt \right]$$

(6)

Werden die Kosinusse alle durch Sinusse ersetzt, so erhalten wir:

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \left(V_1 \sin \frac{2\pi td}{T} + (V_1 + \Delta V) \sin \left(\pi - \frac{2\pi td}{T} \right) - (V_1 + \Delta V) \sin \frac{2\pi td}{T} + V_1 \sin \frac{2\pi te}{T} - V_1 \sin \left(\pi - \frac{2\pi te}{T} \right) + (V_1 - \Delta V) \sin \left(3\pi - \frac{2\pi te}{T} \right) - (V_1 - \Delta V) \sin \frac{2\pi te}{T} - V_1 \sin \left(3\pi - \frac{2\pi te}{T} \right) \right]$$

(7)

Streicht man die sich offensichtlich aufhebenden Ausdrücke und verwendet man die Tatsache daß $\sin(3\pi - \alpha) = \sin(\pi - \alpha) = \sin(\alpha)$, so finden wir, daß $A_1 = 0$, was bedeutet, daß, da A den Kosinusausdruck in der Fourier-Expansion multipliziert, keine Phasenverschiebung vorhanden ist.

Betrachtet man den Ursprung der verschiedenen Ausdrücke in Gleichung (6) und wie sie sich gegenseitig aufheben in Gleichung (7), so ist es offensichtlich, daß die Symmetrie der stückweisen konstanten Ausgangswellenform die gleiche

ist wie die der Eingangssinuskurve. Somit bleibt, unabhängig von der Anzahl der gekreuzten Niveaus, der A1-Ausdruck Null.

Die Auswertung des B1-Ausdrucks ergibt,

$$B1 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin \frac{2\pi t}{T} dt = \frac{2}{T} \left[\int_0^{td} V1 \sin \frac{2\pi t}{T} dt + \frac{T}{2} - td \int_{td}^{T/2} (V1 + \Delta V) \sin \frac{2\pi t}{T} dt + \int_{T/2}^{te} V1 \sin \frac{2\pi t}{T} dt + \frac{3T}{2} - te \int_{te}^T V1 \sin \frac{2\pi t}{T} dt + (V1 + \Delta V) \sin \frac{2\pi t}{T} dt + \frac{3T}{2} - te \int_{te}^T V1 \sin \frac{2\pi t}{T} dt \right] \quad (8)$$

Wieder erhält man beim Ersetzen der Sinusausdrücke durch Kosinusausdrücke

$$B1 = -\frac{1}{\pi} \left\{ V1 \cos \frac{2\pi td}{T} + (V1 + \Delta V) \cos \left(\pi - \frac{2\pi td}{T} \right) - (V1 + \Delta V) \cos \frac{2\pi td}{T} + V1 \cos \frac{2\pi te}{T} - V1 \cos \left(\pi - \frac{2\pi te}{T} \right) + (V1 - \Delta V) \cos \left(3\pi - \frac{2\pi te}{T} \right) - (V1 - \Delta V) \cos \frac{2\pi te}{T} - V1 \cos \left(3\pi - \frac{2\pi te}{T} \right) \right\} \quad (9)$$

Wieder heben sich Ausdrücke gegenseitig auf und dieses mal gilt $\cos(3\pi - \alpha) = \cos(\pi - \alpha) = -\cos(\alpha)$:

$$B1 = -\frac{1}{\pi} \left\{ -2 \Delta V \cos \frac{2\pi td}{T} + 2 \Delta V \cos \frac{2\pi te}{T} \right\} \quad (10)$$

18.01.02

Wir können nun in den Ausdrücken t_d und t_e , (2) und (3) substituieren,

$$B1 = \frac{2 \Delta V}{\pi} \left[\cos \left(\sin^{-1} \frac{v_h - v_0}{v_a} \right) - \cos \left(\sin^{-1} \frac{v_l - v_0}{v_a} \right) \right]$$

$$= \frac{2 \Delta V}{\pi} \left\{ \left[1 - \left(\frac{v_h - v_0}{v_a} \right)^2 \right]^{1/2} - \left[1 - \left(\frac{v_l - v_0}{v_a} \right)^2 \right]^{1/2} \right\} \quad (11)$$

Dies ist der den Sinusausdruck multiplizierende Ausdruck; da die Eingangsgröße die Amplitude v_a hatte ergibt sich für die Verstärkung des Systems

$$G = \frac{2 \Delta V}{\pi v_a} \left\{ \left[1 - \left(\frac{v_h - v_0}{v_a} \right)^2 \right]^{1/2} - \left[1 - \left(\frac{v_l - v_0}{v_a} \right)^2 \right]^{1/2} \right\} \quad (12)$$

Eine Untersuchung der beiden Ausdrücke in G zeigt, daß der positive Ausdruck von dem Kreuzen des oberen Übergangsniveaus herrührt und der negative Ausdruck von dem unteren Übergangsniveau. Offensichtlich gibt es immer einen positiven Ausdruck für jeden Übergang, der oberhalb des Mittelwertes der Eingangssinuskurve (v_0) liegt, und einen negativen Ausdruck für jeden unteren Übergang; und die Differenz zwischen der Anzahl der positiver und negativer muß entweder Null oder Eins sein. Das bedeutet, daß, wenn die sinusförmige Störung beispielsweise drei Niveaus passiert, es entweder zwei positive Ausdrücke und einen negativen Ausdruck in G geben muß oder einen positiven Ausdruck und zwei negative Ausdrücke.

Wenn dies der Fall ist, wird die maximale Verstärkung stattfinden, wenn: 1) $v_0 = v_h$, was bedeutet, daß eines der Übergangsniveaus beim Mittelwert der Sinuskurve liegt; und 2) $(v_l - v_0)/v_a = 1$, was bedeutet, daß ein anderer Übergang exact beim Spitzenwert der Sinuskurve stattfindet. Mit diesen beiden Bedingungen ist der Ausdruck in den geschweiften Klammern gleich 1 und

$$G_{max} = \frac{2 \Delta V}{\pi V_a} \quad (13)$$

In dem kontinuierlichen (analogen) Fall erhält man nun unter der Annahme eines sinuswellen-förmigen Arbeitszyklus eine sinuswellen-förmige Ausgangsspannung. Wenn der Arbeitszyklus zwischen 0 und 1 variiert, variiert die Ausgangsgröße von 0 bis V_{in} ; somit ist die Verstärkung V_{in} . Da der Schritt, ΔV , V_{in} mal der Änderung im Arbeitszyklus ist, unterscheidet sich G_{max} von dem kontinuierlichen Fall nur durch den numerischen Faktor

$$\frac{G_{max, digital}}{G_{max, analog}} = \frac{2}{\pi} \quad (14)$$

der kleiner als 1 ist.

- 2 1. Verfahren zur Stabilisierung eines Leistungsumformers
4 gegen Schwingungen, die durch eine Fehlanpassung zwischen
dem Einstellwertwert für eine Ausgangsspannung und einer
6 verfügbaren Vielzahl von quantisierten Arbeitszyklen
(Tastverhältnissen) verursacht werden, welches Verfahren
folgende Schritte umfaßt:
- 8 - Erzeugung eines Spannungs-Sollwertes zur Angabe eines
10 gewünschten Einstellwertwertes für die Ausgangsspan-
nung,
 - 12 - Vergleich des Spannungs-Sollwerts mit dem Istwert der
Ausgangsspannung des Leistungsumformers zur Gewinnung
eines Fehlersignals,
 - 14 - Änderung der Pulsbreite eines ersten pulsbreiten-mo-
16 dulierte Steuersignals in Abhängigkeit des Fehlersi-
gnals, wobei das erste pulsbreiten-modulierte Steuer-
signal eine erste Frequenz hat,
 - 18 - Umwandlung des ersten pulsbreiten-modulierten Steuersi-
20 gnals in mindestens ein zweites pulsbreiten-modulierten
Steuersignal zur Änderung eines Leitintervalls einer
22 Umformer-Schalteneinrichtung in der Weise, daß der Ist-
wert der Ausgangsspannung den Wert der gewünschten Aus-
24 gangsspannung annimmt, wobei zu dem Umwandlungsschritt
ein Schritt zur Quantisierung der Pulsbreite an einen
26 von einer Vielzahl von quantisierten Arbeitszyklen ge-
hört; und
 - 28 - Einschleusung eines Zittersignal in der Weise, daß das
Zittersignal im Fehlersignal erscheint, wobei das Zit-
30 tersignal eine zweite Frequenz hat, die kleiner ist als
die erste Frequenz und größer ist als eine Bandbreiten-
32 frequenz des Leistungsumformers, und wobei das Zitter-
signal so wirkt, daß die Anzahl der möglichen Arbeits-

zyklen wirksam um einen Faktor vergrößert wird, der durch das Verhältnis der zweiten Frequenz zur Bandbreitenfrequenz bestimmt wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die zweite Frequenz ein Viertel der ersten Frequenz beträgt und mindestens um eine Größenordnung größer ist als die Bandbreitenfrequenz.

3. Verfahren nach Anspruch 1, wobei zu dem Umwandlungsschritt ferner ein Schritt zur Erzeugung eines Schaltsteuersignals für einen synchronen Gleichrichter gehört.

4. Verfahren nach Anspruch 1, wobei zu dem Umwandlungsschritt ferner ein Schritt gehört zur Erzeugung einer Vielzahl der zweiten pulsbreiten-modulierten Steuersignalen zur Änderung eines Leitintervalls einer entsprechenden Vielzahl von Umformer-Schalteinrichtungen, von denen die einzelnen einer entsprechenden Vielzahl von Teil-Leistungstufen zugeordnet sind, wobei die einzelnen der Vielzahl von zweiten pulsbreiten-modulierten Steuersignalen gegeneinander phasenverschoben sind und jede eine Pulsbreite hat, die einer der Vielzahl von quantisierten Arbeitszyklen gleich ist.

5. Leistungsumformer, zu welchem gehören:

- eine Einrichtung zur Erzeugung eines Spannungs-Sollwertes zur Angabe eines gewünschten Einstellwertwertes für die Ausgangsspannung,

- eine Einrichtung (30) zum Vergleich zum des Spannungs-Sollwerts mit dem Istwert der Ausgangsspannung des Leistungsumformers zur Gewinnung eines Fehlersignals,

- eine Einrichtung (26) zur Änderung der Pulsbreite eines ersten pulsbreiten-modulierten Steuersignals in Abhän-

- 2 gigkeit des Fehlersignals, wobei das erste pulsbreiten-
modulierte Steuersignal eine erste Frequenz hat,
- 4 - eine Einrichtung (22) zur Umwandlung des ersten puls-
breiten-modulierten Steuersignals in mindestens ein
6 zweites pulsbreiten-modulierten Steuersignal zur Ände-
rung eines Leitintervalls einer Umformer-Schalteneinrich-
8 tung (14) in der Weise, daß der Istwert der Ausgangs-
spannung den Wert der gewünschten Ausgangsspannung an-
nimmt, wobei die Umwandlungs-Einrichtung eine Einrich-
10 tung enthält zur zur Quantisierung der Pulsbreite an
einen von einer Vielzahl von quantisierten Arbeitszy-
12 klen; und
- 14 - eine Einrichtung (32,34) zur Stabilisierung des genann-
ten Leistungsumformers gegen Schwingungen, die durch
eine Fehlanpassung zwischen dem Einstellwertwert für
16 die Ausgangsspannung und einer verfügbaren Vielzahl von
quantisierten Arbeitszyklen (Tastverhältnissen) verur-
18 sacht werden, wobei zu der genannten Einrichtung
- 20 - eine Einrichtung (32) zur Erzeugung eines Zittersignals
gehört, welches im Fehlersignal erscheint, und wobei
das Zittersignal eine zweite Frequenz hat, die kleiner
22 ist als die erste Frequenz und größer ist als eine
Bandbreitenfrequenz des Leistungsumformers, und wobei
24 das Zittersignal so wirkt, daß die Anzahl der möglichen
Arbeitszyklen wirksam um einen Faktor vergrößert wird,
26 der durch das Verhältnis der zweiten Frequenz zur Band-
breitenfrequenz bestimmt wird.
- 28 6. Leistungsumformer nach Anspruch 5, wobei die zweite
Frequenz ein Viertel der ersten Frequenz beträgt und min-
30 destens um eine Größenordnung größer ist als die Bandbrei-
tenfrequenz.

2 7. Leistungsumformer nach Anspruch 5, wobei zu der genann-
4 ten Umwandlungs-Einrichtung ferner eine Einrichtung zur
Erzeugung eines Schalt-Steuersignals für einen synchronen
Gleichrichter (16) gehört.

6 8. Leistungsumformer nach Anspruch 5, wobei zu der genann-
8 ten Umwandlungs-Einrichtung ferner eine Einrichtung (22a)
gehört zur Erzeugung einer Vielzahl der zweiten pulsbrei-
10 ten-modulierten Steuersignalen zur Änderung eines Leit-
intervalls einer entsprechenden Vielzahl von Umformer-
12 Schalteinrichtungen, von denen die einzelnen einer ent-
sprechenden Vielzahl von Teil-Leistungstufen (12) zugeord-
14 net sind, wobei die einzelnen der Vielzahl von zweiten
pulsbreiten-modulierten Steuersignalen gegeneinander pha-
senverschoben sind und jede eine Pulsbreite hat, die einer
der Vielzahl von quantisierten Arbeitszyklen gleich ist.

16 9. Leistungsumformer nach Anspruch 5, wobei der genannte
18 Leistungsumformer auf ein Eingangssignal zur Vorgabe einer
Größe des Sollwert-Signals anspricht und wobei ein Aus-
gangssignal des genannten Leistungsumformers an einen RF-
20 Leistungsverstärker in einer Satelliten-Kommunikations-
Nutzlast gekoppelt ist für die Bereitstellung von Be-
22 triebsenergie für den genannten RF-Leistungsverstärker,
wobei der genannte RF-Leistungsverstärker ein Abwärts-
24 strecken-Kommunikationssignal an eine Abwärtsstrecken-
Übertragungsantenne liefert.

2

4

Übersetzung der Texte in den Zeichnungen
(geordnet nach Figuren und dann alphabetisch)

6

Übersetzung der Zeichnungstexte in alphabetischer Ordnung

Figur 1A:

8	1 of n slices	1 von n Teileinheiten
	error	Fehler
10	out	Ausgang
	output voltage control	Ausgangsspannungs-Steuerung
12	to other slices	zu anderen Teileinheiten

Figur 1B:

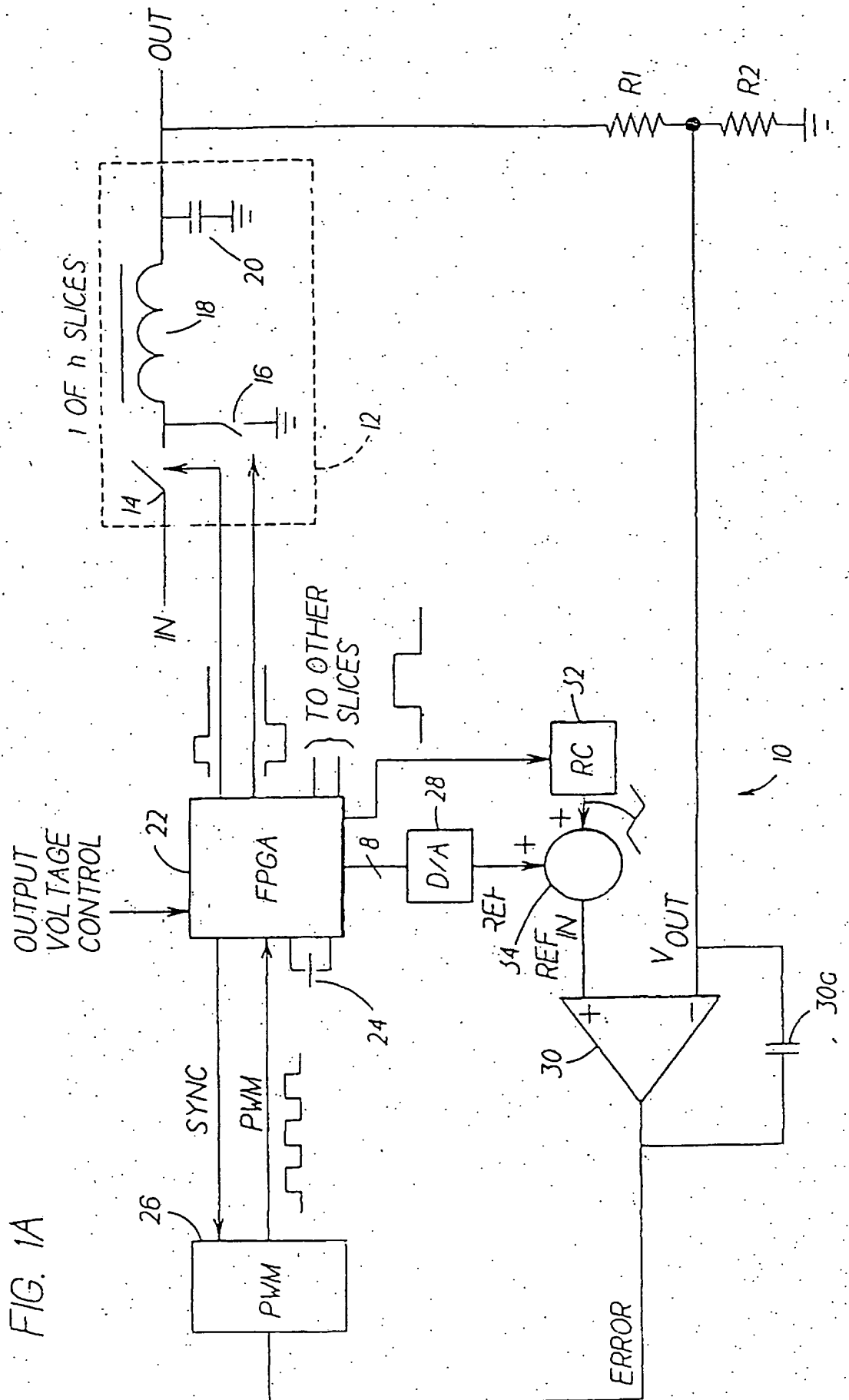
14	buck	Gegentakt
16	clock	Uhr
	counter control	Zählersteuerung
18	delay	Verzögerung
	output voltage control	Ausgangsspannungs-Steuerung
20	synrec	synchroner Gleichrichter
	to D/A	zum D/A
22	up/down	Vorwärts/Rückwärts
	U/D counter control	U/D Zählersteuerung
24	UP/down counter	Vorwärts/Rückwärts-Zähler

Figur 2A und 2B:

26	counts	Zählimpulse
28	synchronous rectifier	synchroner Gleichrichter
30	buck	Gegentakt

Figur 7:

32	amplifier	Verstärker
	DC-DC conv.	Gleichstromumformer
34	high power amplifier	Hochleistungsverstärker
	local oscillator	lokaler Oszillator
36	low noise amplifier	rauscharmer Verstärker
	receive antenna	Empfangsantenne
38	satellite	Satellit
	transmit antenna	Sendeantenne
40	transponders	Transponder



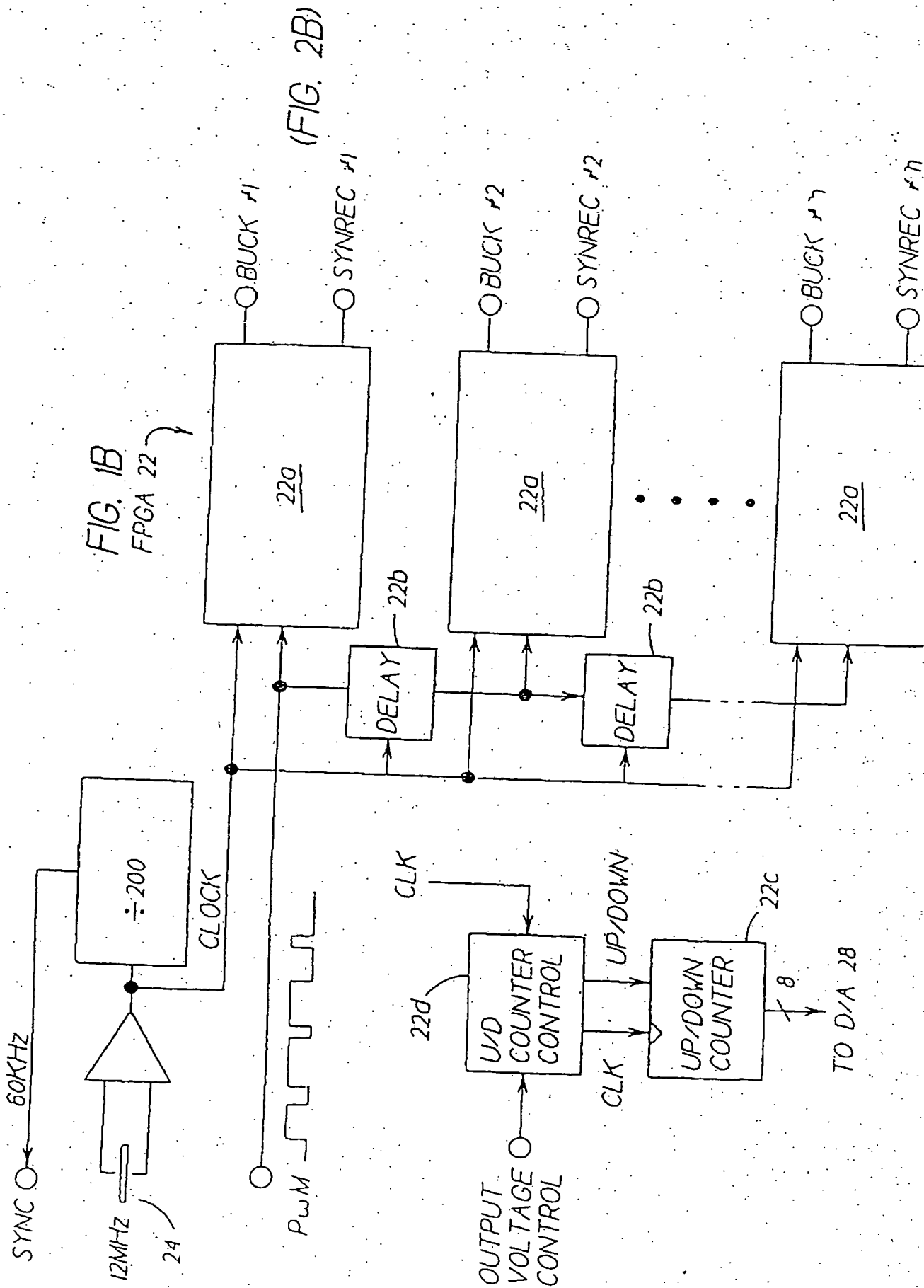


FIG. 2A

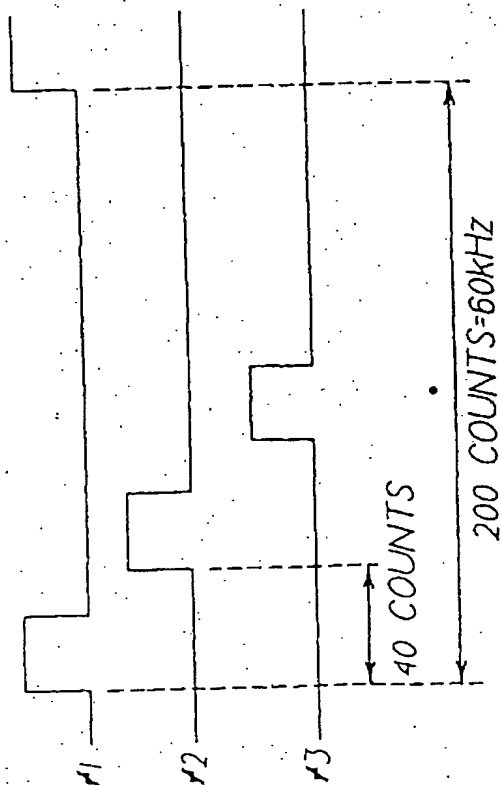


FIG. 2B

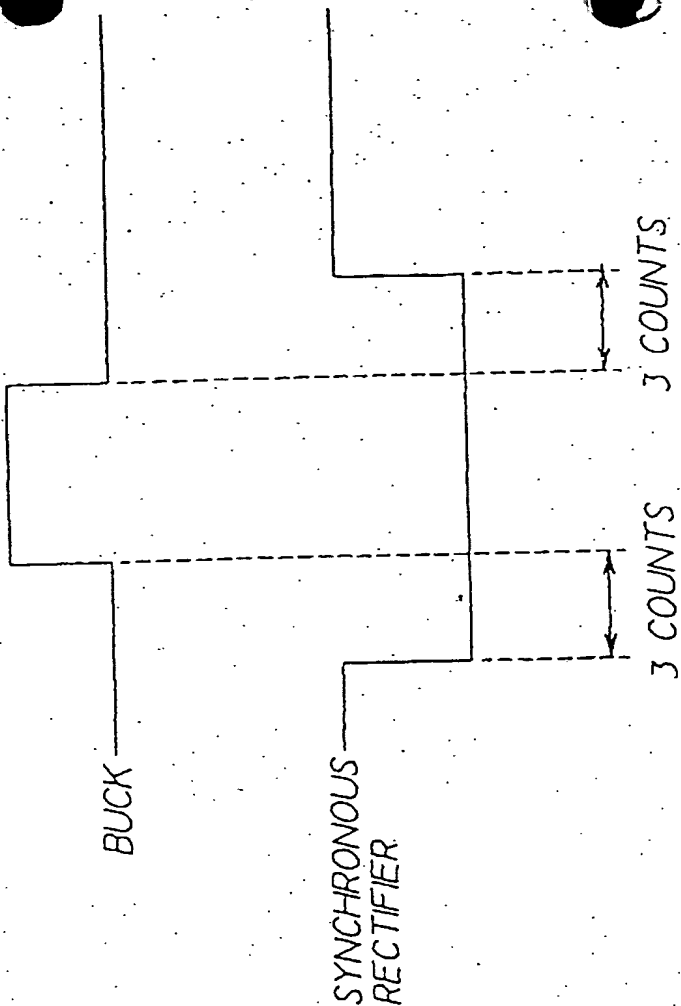


FIG. 3A

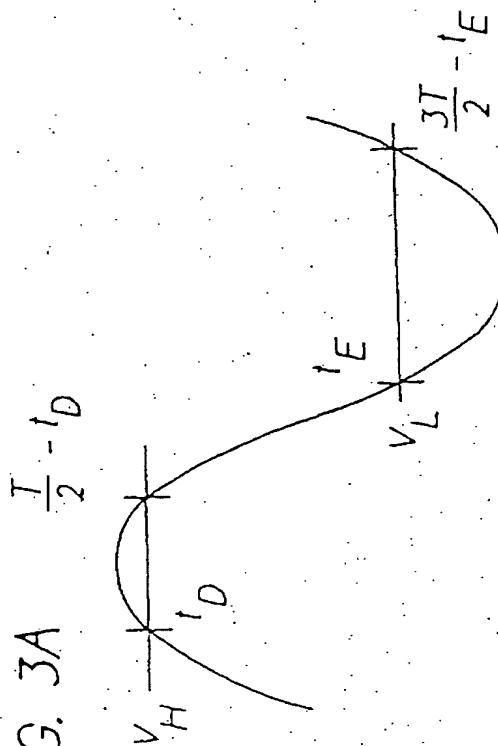


FIG. 3B

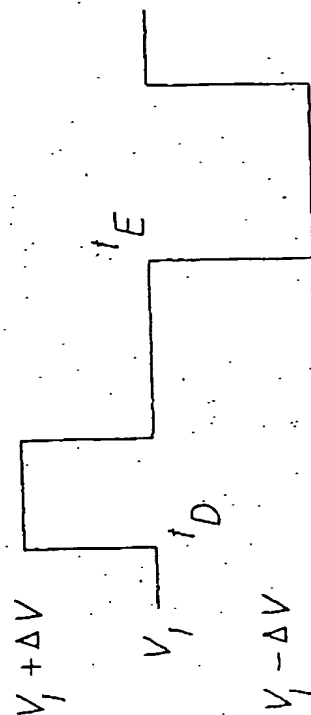


FIG. 4

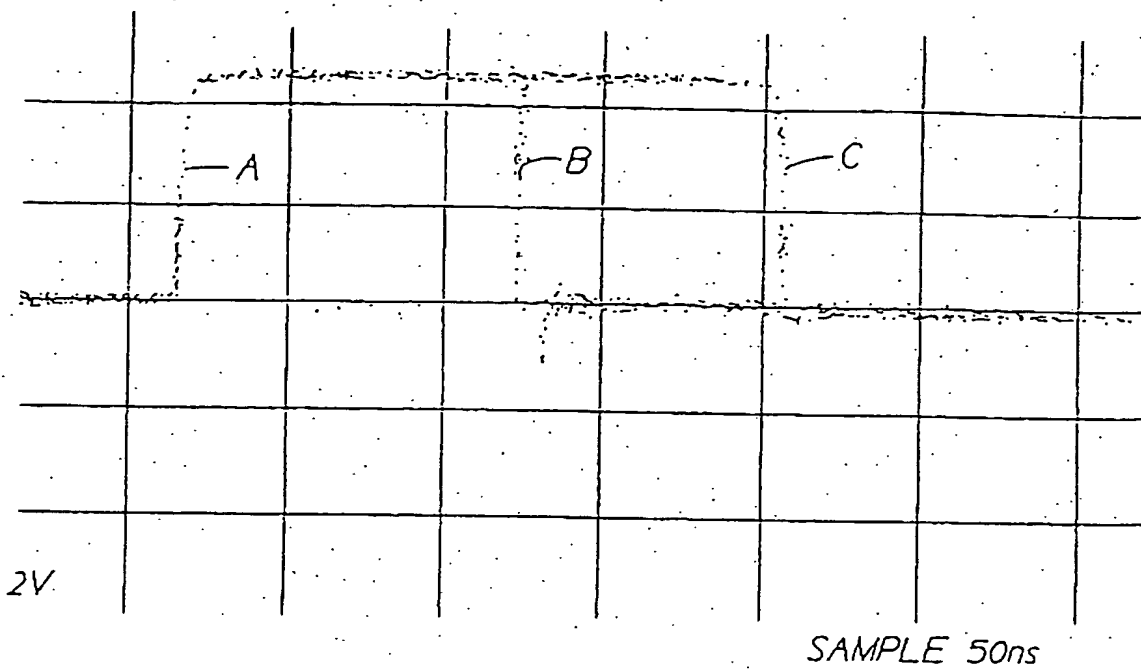
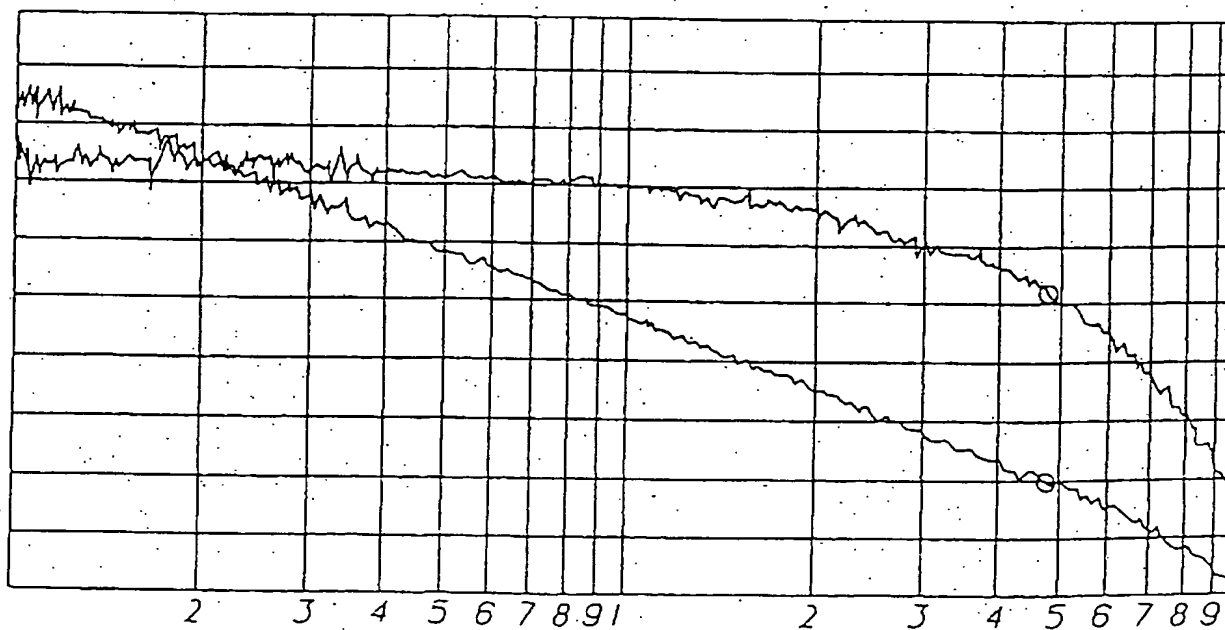


FIG. 5



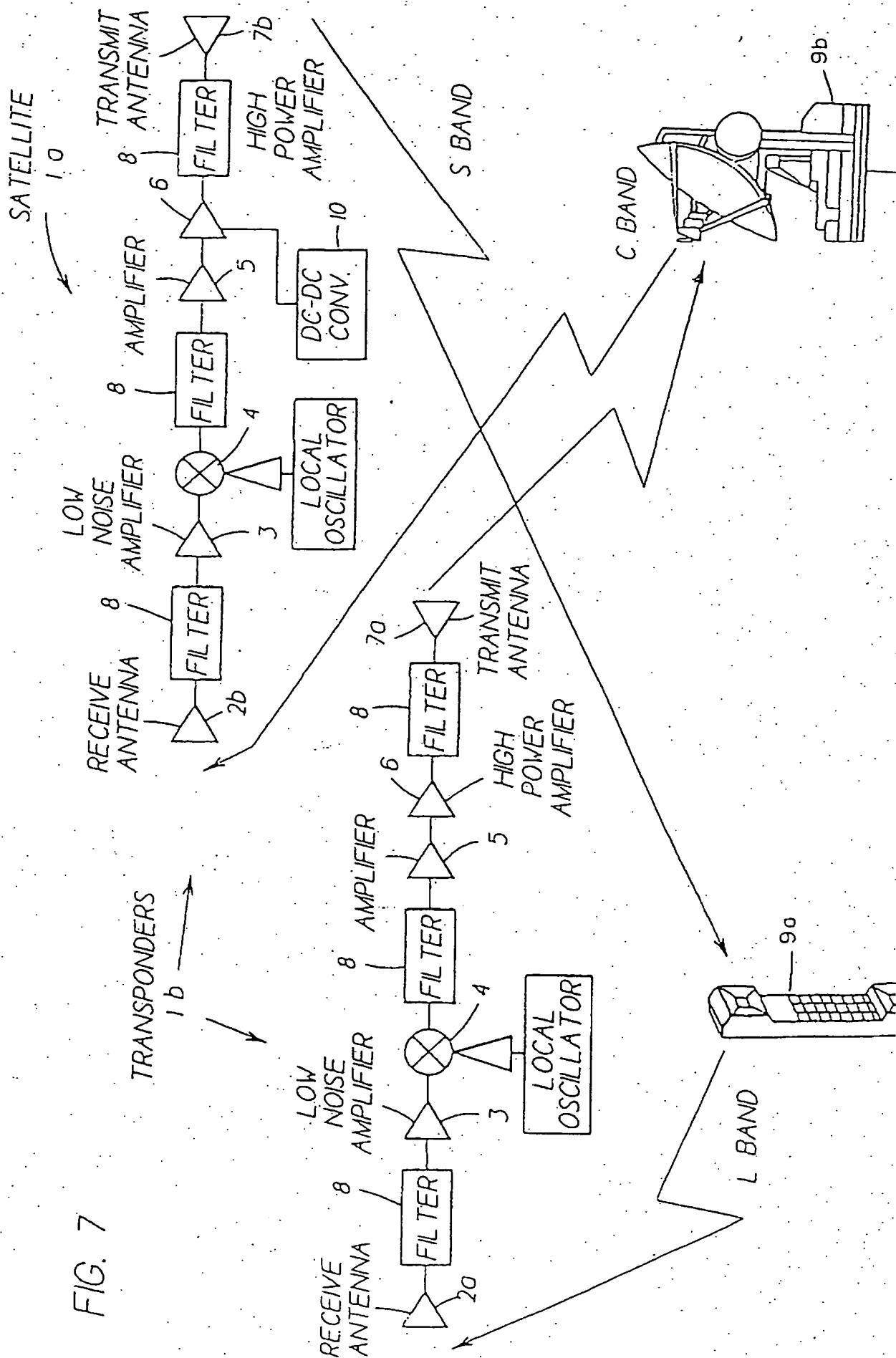


FIG. 7

This Page is inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☒ BLACK BORDERS

☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES

☐ FADED TEXT OR DRAWING

☒ BLURED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING

☐ SKEWED/SLANTED IMAGES

☐ COLORED OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS

☐ GRAY SCALE DOCUMENTS

☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT

☐ REPERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY

☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images
problems checked, please do not report the
problems to the IFW Image Problem Mailbox**